



# 電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000 - 61 ~ 66

[ スペクトル拡散 ]

2000年 12月 16日

## マルチキャリア CDMA のハーフシンボル変復調法に関する一検討

松本 渉<sup>†</sup> 今井 秀樹<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>三菱電機株式会社 情報技術総合研究所  
〒247-8501 神奈川県鎌倉市大船5丁目1番1号

<sup>‡</sup>東京大学 生産技術研究所  
〒106-8558 東京都港区六本木 7-22-1

らまし

OFDM変調方式の更なる通信容量の拡大を目指し、時間軸上でのOFDM変調シンボル長を半分に短縮したHS-MCM法をすでに論文[4]にて提案している。本稿では、更に偶数サブキャリア群、奇数サブキャリア群をそれぞれWH符号化し、それぞれのサブキャリア群の振幅の合計を0にする事により、偶数サブキャリアと奇数サブキャリア間の干渉を無くし、誤り率特性を改善したHS-MC-CDMAを提案した。また、その誤り率特性をシミュレーションしHS-MCM方式に対し誤り率  $10E-5$  点で 1dB 近い CNR の改善を得ることが確認できた。

キーワード OFDM, MCM, OFDM symbol, MC-CDMA

## A Study on Half-symbol Modulation and Demodulation scheme of Multi-Carrier CDMA system

Wataru MATSUMOTO<sup>†</sup> Hideki IMAI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Mitsubishi Electric Corporation  
5-1-1 OFUNA, KAMAKURA, KANAGAWA 247-8501, JAPAN

<sup>‡</sup>Institute of Industrial Science, The University of Tokyo  
7-22-1 ROPPONGI, MINATO-KU, TOKYO 106-8558, JAPAN

### Abstract

This paper proposes the Half Symbol Multi-Carrier Code Division Multiple Access (HS-MC-CDMA) which is modified the Half Symbol Multi-Carrier Modulation (HS-MCM) scheme to increase spectral efficiency in comparison with OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulation. This HS-MCM scheme which we already proposed in the paper [4] makes OFDM symbol length shorten Half symbol size. Furthermore, the HS-MC-CDMA is modulated after Walsh-Hadamard coding of even subcarriers demodulation and odd subcarriers demodulation separately. We show that the HS-MC-CDMA has better performance than the conventional OFDM system under BPSK modulation on each sub-carrier.

key words OFDM, MCM, OFDM symbol, MC-CDMA



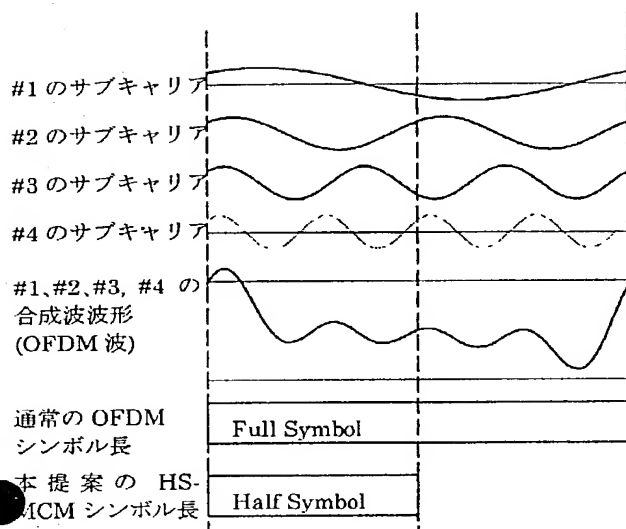


図 1: HS-MCM のシンボル構成

#### 4 ハーフシンボル化の解析

式(5)、式(7)より前半部のみを抽出する場合以下に示す式となる。

$$\begin{aligned} u\left(\frac{\frac{N}{N}a+b}{Nf_0}\right) &= \sum_{n=1}^{N-1} d_n W_N^{nb} \\ \therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) &= \sum_{n=1}^{N-1} d_n W_N^{nb} (\text{前半部}: a=0) \end{aligned} \quad (8)$$

この前半部には偶数キャリアおよび奇数キャリアの情報は含まれているものの後半部情報が無いと奇数キャリアと偶数キャリアの分離は困難である。まず、偶数キャリアの信号の成分を取り出してみる。 $dn$ の奇数キャリア成分を0とすると式(5)に示した式と同じになる。

$$\begin{aligned} u\left(\frac{N}{f_0}a+b\right) &= \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_2 W_N^{2,b} \\ u\left(\frac{N}{f_0}b\right) &= \sum_{i=0}^{N/2-1} d_2 W_N^{2,b}(\text{前半部}) \\ i &= 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad b = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \end{aligned} \quad (9)$$

この  $u(t)$  を  $N/2$  入力の FFT で復調すると

$$\begin{aligned}
y(2k) &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{N/2}\right) W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_i W_N^{2ib} W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_i W_{N/2}^{ib} W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_i \sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(i-k)b} \quad (10)
\end{aligned}$$

ここで以下の関係が成立する。

$$\sum_{k=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(1-k)b} = \begin{cases} N/2 (1-k=0, \pm N/2, \pm 2N/2, \dots) \\ 0 (\text{それ以外}) \end{cases} \quad (11)$$

式(11)の関係を式(10)に適用すると以下のように表す事ができる。

$$y(2k) = \begin{cases} d_{2k} (0 \leq k < N/2 - 1) \\ \text{省略 (その他の } k \end{cases} \quad (12)$$

つぎに、奇数キャリアの信号の成分を取り出してみる。 $dn$ の偶数キャリア成分を0とすると式(5)に示した式と同じになる。

$$\begin{aligned} u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} \\ \therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} (\text{前半部: } a=0) \end{aligned}$$

$$l = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad b = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

この  $u(t)$  を  $N/2$  入力の FFT で復調すると

$$\begin{aligned}
y'(2k) &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{f_0}\right) W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2)b} W_{N/2}^{-bk} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2-k)b} \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \cos\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \\
&\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \\
&= \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \\
&\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \quad (13)
\end{aligned}$$

但し  $y'(2k)$  : 奇数サブキャリアの干渉成分

従ってハーフシンボルを復調した偶数波データ  $z(2k)$  は、

$$\begin{aligned} z(2k) &= y(2k) + y'(2k) \\ &= d_{2k} + \frac{1}{N^{1/2}} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \\ &\quad + j \frac{1}{N^{1/2}} \sum_{l=0}^{N/2-1} \sum_{l'=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin \left( 2\pi \frac{(l+1/2-2-k)b}{N^{1/2}} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、変調波に以下の信号点配置の BPSK を用いると仮定する。

符号: 0	1
信号: 1	-1

この BPSK を用いた場合、(14) 式は実部のみの判定を行なう事により判定値  $Z(2k)$  は

$$\begin{aligned} Z(2k) &= \text{Re}[y(2k) + y'(2k)] \\ &= R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \\ &\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{a=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \sin \left( 2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2} \right) \\ &= R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \quad (15) \end{aligned}$$

但し  $d_{2k} = R_{2k} + jI_{2k}$   
 また  $d_{2k} = R_{2k}$  (BPSK の場合)

従って BPSK の場合、偶数サブキャリアのデータに対する干渉成分は奇数サブキャリアの各データを  $1/N$  倍したデータの被変調信号を全奇数サブキャリア分総和を取った値になる。従って、HS-MCM への被変調データにスクランブルをかけた場合、奇数サブキャリアに割り当てられる信号も 1 と -1 の発生確率がほぼ等しくなり、全奇数サブキャリアの総和は、0 に近くなるという特性を持つことが分かる。従ってサブキャリア数が十分大きい場合、(15) 式から以下のように近似できる。

$$Z(2k) = R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} R_{2i+1} \cong R_{2k} \quad (16)$$

つまり、BPSK による変調をかけた HS-MCM の場合、(16) 式に示すように復調の際、偶数サブキャリアの復調が可能であることを示している。

## 5 ハーフシンボルMCM復調法

前章で解析した HS-MCM の特長を利用し、偶数サブキャリア及び奇数サブキャリアそれぞれを分離して復調する方法を以下に示す。図 2 に受信回路を示す。受信した  $N/2$  サンプルのハーフシンボル信号（前半部）に、シンボル後半部用に全 0 を  $N/2$  個挿入する。この 0 によるパディングしたデータを  $N$  入力の FFT で復調する。この操作により、BPSK のような実部のみを用いた一次元変調方式を用いた場合、以下の (17) 式のような結果となる。

$$Z(2k) = \frac{1}{2} R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} R_{2i+1} \quad (\text{偶数サブキャリア})$$

$$Z(2k+1) = \frac{1}{2} R_{2k+1} + \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} R_{2i} \quad (\text{奇数サブキャリア}) \quad (17)$$

また、この操作を例として 4 入力の行列で表現すると以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^{-1} & W_4^{-2} & W_4^{-3} \\ W_4^0 & W_4^{-2} & W_4^{-4} & W_4^{-6} \\ W_4^0 & W_4^{-3} & W_4^{-6} & W_4^{-9} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^1 & W_4^2 & W_4^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 1+W_4^1 & 0 & 1+W_4^{-1} \\ 1+W_4^{-1} & 2 & 1+W_4^1 & 0 \\ 0 & 1+W_4^{-1} & 2 & 1+W_4^1 \\ 1+W_4^1 & 0 & 1+W_4^{-1} & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

ここで BPSK のように実部のみの成分を復調対象とするする場合、

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

となる。

この (17)、(19) 式は奇数サブキャリアも全偶数サブキャリアの振幅の総和を  $2/N$  倍したものが干渉成分として現れてくることを示している。この操作により、偶数サブキャリアにとっては、全奇数サブキャリアの合計が 0 になった場合、奇数サブキャリアにとっては、全偶数サブキャリアの合計が 0 になった場合に干渉成分が無くなり、分離して復調できるようになる事が分かる。

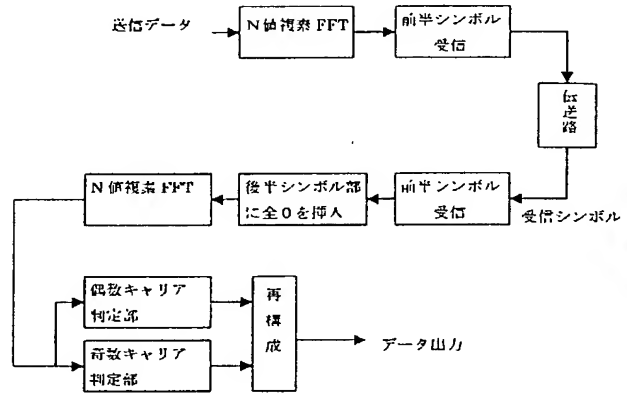


図 2: HS-MCM の受信回路構成

## 6 WH符号によるMC-CDMAへの展開

(18) 式のような操作をすることにより、偶数サブキャリアの振幅の合計と奇数サブキャリアの振幅の合計がそれぞれ 0 になる条件において、全サブキャリアが干渉無く送受信できることが分かった。この機能を確実なものにする為、偶数サブキャリア、奇数サブキャリアともその振幅の合計が 0 になる条件を満たす符号化を行なう必要が有る。

その対策として Walsh-Hadamard (WH) 符号化を行なう提案をする。WH 系列は以下に示すとおりである。

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & \overline{H_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_k \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

上の表現で  $H_{k-1}$  は  $\overline{H_{k-1}}$  の補数で、各要素を反転 ( $1 \rightarrow -1, -1 \rightarrow 1$ ) した行列を意味する。具体例を示すと次のようになる。

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & \overline{H_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (20)$$

この WH 系列をマルチキャリアシステムの各サブキャリアに配置する方法が一般に MC-CDMA で取られている手法である。[3]

これらの系列の中で、各行による系列  $c_1, c_2, c_3, c_4$  の各要

素の合計はそれぞれ以下になる。

$$\sum_{i=1}^4 c_{1(i)} = 1 \quad \sum_{i=1}^4 c_{2(i)} = 0$$

$$\sum_{i=1}^4 c_{3(i)} = 0 \quad \sum_{i=1}^4 c_{4(i)} = 0$$

この結果より、 $c_1$  以外は各要素の合計の結果が全て 0 になることが確認できる。従って、 $c_1$  以外の WH 系列を用いて偶数サブキャリア群と奇数サブキャリア群をそれぞれ MC-CDMA 変調することにより偶数サブキャリアの振幅の合計と奇数サブキャリアの振幅の合計がそれぞれ 0 になる条件を満たすことができる。ここでデータ系列を  $u = [u_1, \dots, u_K]^T$  とする。また、 $c_1$  を除いた WH 系列を以下のようにおく、

$$C = [c_2 \quad c_3 \quad \dots \quad c_{K+1}]$$

WH 系列による拡散処理は以下に行なう。

$$S = Cu = \sum_{k=1}^K u_k c_{k+1}$$

この偶数サブキャリア、奇数サブキャリア毎に生成された系列  $S = [S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_K]$  を各サブキャリアの実部において一次元変調をかけ、IFFT によりマルチキャリア変調を実行し、その前半シンボルのみを送信する。復調では、5 章で述べた HS-MCM の復調を行なった後、WH 符号の復号を偶数サブキャリア群、奇数サブキャリア群毎に行ない、データを再生する。この方式をハーフシンボル MC-CDMA (以後 HS-MC-CDMA と略す) と呼ぶことにする。

これらを実現する回路ブロックを図 3 に示す。

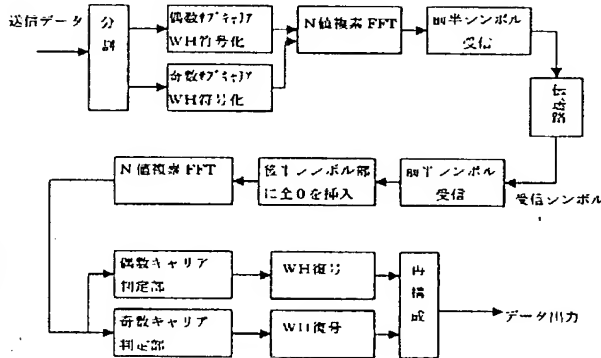


図 3: HS-MC-CDMA の受信回路構成

## 7 シミュレーション結果

表 1 にシミュレーションのパラメータ、図 3 に変調に BPSK を用いた HS-MCM 方式、及び HS-MC-CDMA 方式の CNR (搬送波対雑音比) 対誤り率特性のシミュレーション結果を示す。

また、通常の OFDM において BPSK 及び QPSK を使用した場合の理論値結果も比較の為示してある。BPSK 及び QPSK の誤り率  $P_e$  の理論値は以下の式を使用している。

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\text{CNR}} \quad (\text{BPSK})$$

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\text{CNR}}{2}} \quad (\text{QPSK})$$

CNR: (搬送波対雑音比)

シミュレーション結果より、比較的簡単な BPSK 変調をかけた場合の HS-MCM がほぼ OFDM 変調の場合の QPSK の誤り率と一致しているのが確認できる。シンボル長 1/2 の BPSK 変調をかけた HS-MCM 方式は、フルシンボル長の OFDM 方式と伝送レートの観点からの同一である。従って図 4 の結果から同一の伝送レートの条件で HS-MCM と OFDM 方式では、5 章にて述べた HC-MCM 復調法を適用する場合、誤り率対 CNR が等しくなる。一方、6 章で説明した HS-MC-CDMA 復調法では、誤り率  $10^{-5}$  点で約 1 dB 近く CNR が改善しているのが確認できた。

表 1: シミュレーションパラメータ

サブキャリア数	1024 本
FFT サイズ	1024 複素 FFT
変調方式	BPSK
送信データ	2 値のランダムデータ

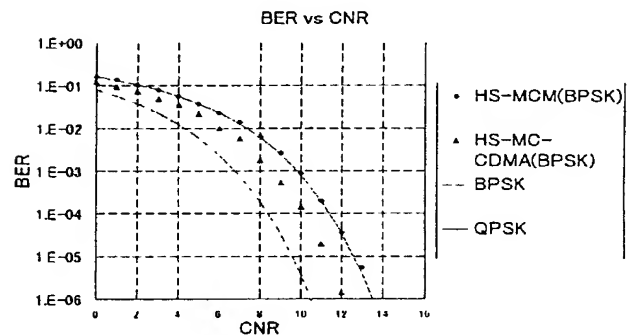


図 4: HS-MCM 及び HS-MC-CDMA の誤り率特性

## 8 まとめ

OFDM 変調方式の更なる通信容量の拡大を目指し、時間軸上での OFDM 変調シンボル長を半分短縮した HS-MCM 法をすでに論文 [4] にて提案している。本稿では、更に偶数サブキャリア群、奇数サブキャリア群をそれぞれ WH 符号化し、それぞれのサブキャリア群の振幅の合計を 0 にする事により、偶数サブキャリアと奇数サブキャリア間の干渉を無くし、誤り率特性を改善した HS-MC-CDMA を提案した。また、その誤り率特性をシミュレーションし HS-MCM 方式に対し誤り率  $10^{-5}$  点で 1 dB 近い CNR の改善を得ることが確認できた。

今後は多値変調を用いた場合、符号化変調を用いた場合、誤り検出、誤り訂正を用いた場合等に関し、検討を進めていく。

### 謝辞

本研究を進めるにあたり、有益なご助言、御討論をいただきました東大 生産技術研究所 今井研究室各位に深く感謝致します。

- ## 参考文献

## 複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・翻訳のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会

TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.

222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA

Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

## Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

### Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)

41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan

TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

### In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)

222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA

Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: http://www.copyright.com

## 電子情報通信学会技術研究報告

信学技報 Vol. 100 No.514

2000年12月9日 発行

## IEICE Technical Report

© 電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団法人 電子情報通信学会 事務局長 家田 信 明

発行所 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団法人 電子情報通信学会 電話 [03]3433-6691  
郵便振替口座 00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,  
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chôme, Minato-ku,  
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.

Japanese Patent Laid-open Publication No. HEI 8-97798 A

Publication date : April 12, 1996

Applicant : Nippon Columbia Co., Ltd.

Title : OFDM MODULATOR AND OFDM DEMODULATOR

5

[Summary]

[Object]

An object is to provide a modulator and a demodulator  
capable of reducing multipath disturbance without inserting  
10 a guard interval in an OFDM modulation scheme.

[Structure]

In a mapping section 1, complex data is formed from  
transmission data. This complex data is divided into two  
sequences. The two sequences are respectively assigned to  
15 even-numbered orthogonal carrier and odd-numbered  
orthogonal carrier, input respectively to an even-numbered  
carrier IFFT section 3 and an odd-numbered carrier IFFT  
section 4, subjected to inverse fast Fourier transform by  
taking an OFDM symbol as the unit, and transformed to complex  
20 data on the time axis. In a demodulator, complex data of  
the even-numbered carrier on the time axis subjected to  
digital modulation is made to have a waveform obtained by  
removing a waveform of a former half in an OFDM symbol interval  
and interpolating the former half with the same waveform  
25 as a waveform of a latter half. Complex data of the





# SECRET

②Received data

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-97798

(43) 公開日 平成8年(1996)4月12日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 11/00	Z			
H 0 4 L 27/34		9297-5K	H 0 4 L 27/ 00	E

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平6-229126

(22) 出願日 平成6年(1994)9月26日

(71) 出願人 000004167

日本コロムビア株式会社

東京都港区赤坂4丁目14番14号

(72) 発明者 坂本 忠彦

神奈川県川崎市川崎区港町5番1号 日本

コロムビア株式会社川崎工場内

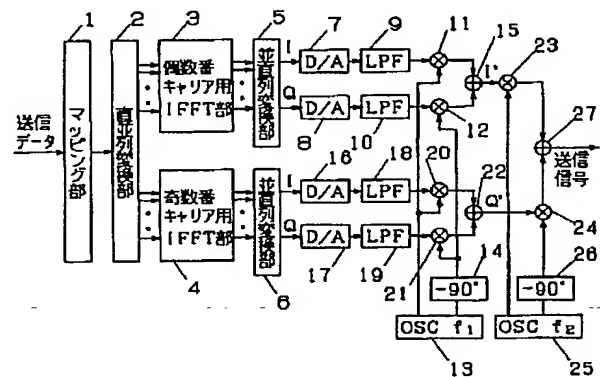
(74) 代理人 弁理士 石井 康夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 OFDM変調器及びOFDM復調器

## (57) 【要約】

【目的】 OFDM変調方式において、ガードインターバルを挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器及び復調器を提供することを目的とする。

【構成】 マッピング部1において、送信データから複素データが形成される。この複素データは、2系列に分割され、偶数番直交キャリア、奇数番直交キャリアの各々に割り当てられ、それぞれ、偶数番キャリア用IFFT部3、奇数番キャリア用IFFT部4に入力され、OFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変換され、時間軸上の複素データに変換される。復調器において、デジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データは、OFDMシンボル期間における前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。デジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データは、前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。



(2)

特開平8-97798

2

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つの直交変調器を有することを特徴とするOFDM変調器。

【請求項2】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ直交復調するための2つの直交復調器と、該直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするOFDM復調器。

【請求項3】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調する2つの第1直交変調器と、該2つの第1直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調する第2直交変調器を備えたことを特徴とするOFDM変調器。

10

20

30

40

50

【請求項4】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、受信信号を第2の周波数のキャリアにて直交復調するための第2の直交復調器と、該第2の直交復調器によって得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリアにて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするOFDM復調器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は複数の直交キャリアを複素データでデジタル変調するOFDM変調方式における、OFDM変調器及びOFDM復調器に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 送信すべきデータを複数の系列に分割し、分割された個々のデータ系列により複数の直交キャリアをそれぞれデジタル変調する直交周波数分割多重方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing、以下、「OFDM」という。)が知られている。この変調方式は、矩形の周波数スペクトルであるから周波数利用効率が良く、また、1シンボル時間が長いからマルチパス妨害に強い。このような特長を有するため、デジタル地上波放送やデジタル移動体通信への利用が検討されている。

【0003】 図7は、従来のOFDM変調器を説明する説明図である。図中、80はマッピング部、81は直並列変換部、82はIFFFT部、83は並直列変換部、84、85はD/A変換部、86、87はLPF部、88、89は乗算部、90は発振部、91は移相部、92は加算部である。個々の直交キャリアを変調するためのデジタル変調方式としては、任意のものでよいが、この従来例は、一般に採用されているQPSKや16QAM

(3)

特開平8-97798

3

M等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、デジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0004】送信データはマッピング部80に入力され、デジタル変調のための直交キャリアに対する振幅と相対位相とを規定する同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データが形成される。この複素データは、直並列変換部81において、OFDMを構成する直交キャリアの数に等しい数の複素データの集合(以下、「OFDMシンボル」という。)に変換される。OFDMシンボルを構成する各複素データは、複数の直交キャリアに個別に割り当てられる。このOFDMシンボルは、逆高速フーリエ変換部であるIFFT部82に入力される。IFFT部82は、個々の直交キャリアの振幅および位相が対応する複素データによりデジタル変調されて得られる波形信号を出力する。その際、この波形信号を時間軸上の複素データの形式で出力する。この時間軸上の複素データとは、デジタル変調されて得られる波形データの同相成分の波形(以下、「I信号」という。)と直交成分の波形(以下、「Q信号」という。)を表わすものである。IFFT部82から出力される時間軸上の複素データは、時間軸上の複数時点ごとのデータとして並列に出力されるが、並直列変換部83により変換されて、直列形式の時間軸上の複素データ、I信号、Q信号となる。

【0005】I信号、Q信号は、それぞれ、D/A変換部84、85により、アナログ信号に変換され、ローパスフィルタであるLPF部86、87を介して、乗算部88、89に入力される。I信号の系列は、乗算部88において発振部90の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部89において移相部91により発振部90の出力が-90度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部92において加算され、OFDMによる送信信号が出力される。なお、発振部90は、無線周波数帯、または、中間周波数帯の周波数f1のキャリアを発生するものである。

【0006】図7に示されるOFDM変調器の動作の一例を、QPSKを用いて直交キャリアをデジタル変調する場合について説明する。

【0007】図8は、QPSK変調方式のシンボルマッピングを説明する説明図である。図中、43はシンボルの第1の座標点、44は、シンボルの第2の座標点、45はシンボルの第3の座標点、46はシンボルの第4の座標点である。横軸はキャリアの位相と同相の同相軸、縦軸はキャリアの位相と直交する位相の直交軸を表わす。QPSKを用いた場合の複素データを、以下、QPSKシンボル $Q_k$ という。マッピング部80においては、送信データ $S_k$ に対応して、半径1の単位円上の4つのシンボルの座標を表わすQPSKシンボル $Q_k$ が出力される。例えば、直列形式の送信データは、2ビット

4

づつ( $S_k, S_{k+1}$ )に区切られ、 $S_k$ がQPSKシンボル $Q_k$ の同相軸(i)の座標に対応し、 $S_{k+1}$ がQPSKシンボル $Q_k$ の直交軸(q)の座標に対応する。その結果、送信データ(0,0)、(0,1)、(1,0)、(1,1)に対応して、それぞれ、シンボルの第1の座標点43、第2の座標点44、第3の座標点45、第4の座標点46を表わすQPSKシンボル $Q_k$ が出力される。QPSKシンボル $Q_k$ は、次式で表わされる。

$$Q_k = (1/\sqrt{2}) [(1-2S_k) + (1-2S_{k+1})j]$$

そして、200のシリアルなQPSKシンボル $Q_k = (Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199})$ は、直並列変換部81によって200の並列なQPSKシンボル、 $Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199}$ に変換され、1つのOFDMシンボルとなる。

【0008】IFFT部82のブロックは、逆DFT、すなわち、逆デジタルフーリエ変換をするものであればよいが、通常、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の数を200とすると、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換を実行する。この説明例では、256ポイント中200ポイントにQPSKシンボル $Q_k$ を割り当て、残りの56ポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、一般的には、同期用のQPSKシンボル等も加えられる。

【0009】図9は、従来の直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である。図中、104は複数の直交キャリア信号、105は中心周波数、106は周波数間隔、107は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル $Q_k$ である。図面の横軸は周波数、縦軸は振幅レベルを表す。 $T_s$ は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。直交キャリア信号104は、中心周波数105を中心としてその左右に等間隔 $1/T_s$ の周波数間隔106で $-100/T_s$ から $100/T_s$ まで配置されている。この例では、直交キャリア信号104の数が200であり、各直交キャリア信号104に対応して複素データであるQPSKシンボル $Q_k$ 107は、 $Q_0$ から $Q_{199}$ までが割り当てられている。各直交キャリアがQPSKシンボル $Q_k$ 107によりデジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接直交キャリアの周波数点において0となり、各直交キャリア104の変調信号は、互いに干渉を受けずに復調される。

【0010】図10は、従来のガードインターバルを説明する説明図である。図中、108は、1つのOFDMシンボル $Q_k$ に対応する送信波形、109は有効シンボル期間、110は有効シンボル期間の後部、111はガ

5

ードインターバルである。1つのOFDMシンボル $Q_k$ に対応する送信波形の有効シンボル期間109の後部の約20%の部分110と同じものが、ダミー信号として有効シンボル期間109に先行するガードインターバル111に挿入されるように時分割多重される。なお、この時分割多重は、IFFT82での処理後の並直列変換部83で行なわれる。伝送路におけるマルチパス妨害により、受信時に遅れて到来する信号がこのガードインターバル期間111に到来するようにガードインターバルを設定し、復調は、後述するように、このガードインターバル期間111を除く有効シンボル期間109について実行する。

【0011】図11は、従来のOFDM復調器を説明する説明図である。図中、120は乗算部、121は乗算部、122は発振部、123は移相部、124はLPF部、125はA/D変換部、126は直並列変換部、127はLPF部、128はA/D変換部、129はFFT部、130は並直列変換部、131は逆マッピング部である。OFDMの受信信号は、乗算部120および乗算部121に入力され、乗算部120において発振部122の出力と乗算され、乗算部121において移相部123により発振部の出力が90度移相されたものと乗算される。乗算部120の出力は、ローパスフィルタであるLPF部124とA/D変換部125を介し、I信号として直並列変換部126に入力される。乗算部121の出力は、LPF部127とA/D変換部128を介し、Q信号として直並列変換部126に入力される。直並列変換部126の出力は、FFT部129に入力され、高速フーリエ変換を施されて並直列変換部130に入力され、直列信号となって逆マッピング部131に入力され受信データが得られる。FFT部129のブロックは、DFT、すなわち、デジタルフーリエ変換をするものであればよいが、通常、FFT、すなわち、高速フーリエ変換が使用される。

【0012】図11に示される従来のOFDM復調器の動作の一例を、直交キャリアをQPSKでデジタル変調する場合について説明する。復調は、ほぼ変調時の逆工程となる。受信信号は乗算部120、121において、周波数 $f_1$ にて直交復調され直列形式の時間軸上の複素信号に分離される。これらはLPF部124、127およびA/D変換部125、128を介し、時間軸上の複素データ、I信号とQ信号になる。このI信号とQ信号とは、直並列変換部126において並列化され、FFT処理部129において、256ポイントのFFT処理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、OFDMシンボルとなる。このOFDMシンボルは、同相軸

(i) データと直交軸 (q) データとからなる複素データであるQPSKシンボル $Q_k$ の集合となる。その際、OFDMシンボル内のガードインターバル111の部分

(4)

特開平8-97798

6

OFDMシンボルを構成する複素データ $Q_0, Q_1, \dots, Q_{199}$ は、並直列変換部130において直列形式の複素データに変換され、逆マッピング部131において元の送信データと同じ受信データが得られる。

【0013】しかし、ガードインターバル111が挿入される結果、有効なOFDMシンボル期間109が時間軸圧縮されることになるから、周波数軸上の直交キャリア間隔が広がり、周波数の利用効率が低下する。また、周波数軸上における各キャリアの直交性が崩れることになるから、デジタル変調された直交キャリアが互いに干渉を受けることになる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した事情に鑑みてなされたもので、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式において、ガードインターバルを有効シンボル期間の間に挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器及び復調器を提供することを目的とするものである。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つの直交変調器を有することを特徴とするものである。

【0016】請求項2に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ直交復調するための2つの直交復調器と、該直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換す

7

る奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするものである。

【0017】請求項3に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調する2つの第1直交変調器と、該2つの第1直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調する第2直交変調器を備えたことを特徴とするものである。

【0018】請求項4に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、受信信号を第2の周波数のキャリアにて直交復調するための第2の直交復調器と、該第2の直交復調器によって得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリアにて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするものである。

【0019】

【作用】OFDM変調器においては、変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアを独立して送信する。OFDM復調器においては、マルチパス妨害により先行する有効シンボル期間から遅延し

(5)

特開平8-97798

8

て到達する波が含まれるOFDMシンボルの先頭より50%の期間を復調に用いない。変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアとは、1シンボル内においてそれぞれ固有の対称性を有することから、変調された偶数番目の直交キャリアについては、後半の50%と同じものを前半に補間して復調する。変調された奇数番目のキャリアについては、後半の50%と同じものを極性を反転させて前半に補間して復調する。マルチパス妨害を受けている前半の期間を復調に用いないから、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインタバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができるとともに、各キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなる。

【0020】

【実施例】図1は、本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。図中、1はマッピング部、2は直並列変換部、3は偶数番キャリア用IFFT部、4は奇数番キャリア用IFFT部、5、6は並直列変換部、7、8はD/A変換部、9、10はLPF部、11、12は乗算部、13は第1の発振部、14は第1の移相部、15は加算部、16、17はD/A変換部、18、19はLPF部、20、21は乗算部、22は加算部、23、24は乗算部、25は第2の発振部、26は第2の移相部、27は加算部である。個々の直交キャリアを変調するためのデジタル変調方式としては、任意のものでよいが、この実施例は、QPSKや16QAM等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、デジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0021】送信データは、マッピング部1に入力され、マッピングされて、複素データが形成される。この複素データは、直並列変換部2において、OFDMシンボルに変換される。しかし、従来技術とは異なり、複素データは、OFDM偶数シンボル、OFDM奇数シンボルの2つに分割されて分配される。OFDM偶数シンボルは、偶数番直交キャリアの各々に割り当てられ、OFDM奇数シンボルは、奇数番直交キャリアの各々に割り当てられる。一般に、OFDMシンボルを構成する複素データの総数よりも直交キャリアの総数の方を多くするから、複素データが割り当てられない残りの直交キャリアに対しては、複素数0が割り当てられる。OFDM偶数シンボルは、偶数番キャリア用IFFT部3に入力され、OFDM奇数シンボルは、奇数番キャリア用IFFT部4に入力され、各キャリアに割り当てられた複素数は、それぞれOFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変換され、時間軸上の複素データに変換される。偶数番キャリア用IFFT部3の出力は、並直列変換部5に入力され、直列形式の時間軸上の複素データであるI信号、Q信号となる。同様に、奇数番キャリア用IFFT部4

(6)

特開平8-97798

9

の出力は、並直列変換部6に入力され、直列形式の時間軸上の複数データであるI信号、Q信号となる。並直列変換部5の出力であるI信号とQ信号とは、それぞれD/A変換部7、8によりアナログ波形に変換され、ローパスフィルタであるLPF部9、10を介して、乗算部11、12に入力される。I信号の系列は、乗算部11において、周波数 $f_1$ の第1の発振部13の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部12において、第1の移相部14により第1の発振部13の出力が $-90^\circ$ 度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部15において加算され、I'信号となる。

【0022】同様に、並直列変換部6の出力であるI信号とQ信号とは、それぞれD/A変換部16、17によりアナログ波形に変換され、ローパスフィルタLPF18、19を介して、乗算部20、21に入力される。I信号の系列は、乗算部20において、周波数 $f_1$ の第1の発振部13の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部21において、第1の移相部14により第1の発振部13の出力が $-90^\circ$ 度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部22において加算され、Q'信号となる。I'信号は、乗算部23に入力され、周波数 $f_2$ の第2の発振部25の出力と乗算され、Q'信号は、乗算部24に入力され、第2の移相部26により周波数 $f_2$ の第2の発振部25の出力が $-90^\circ$ 度移相されたものと乗算される。乗算部23の出力と乗算部24の出力とは、加算部27において加算され送信信号となる。なお、本発明のOFDM変調器においては、ガードインターバルは挿入されない。

【0023】図1に示されるOFDM変調器の動作の一例を、QPSKを用いて直交キャリアをディジタル変調する場合について説明する。シンボルマッピングについては、図8で説明した従来技術の場合と同様である。送信データが、マッピング部1に入力され、200のシリアルなQPSKシンボル $Q_k = (Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199})$ に変換され、直並列変換部2によって200の並列なQPSKシンボル、 $Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199}$ からなる1つのOFDMシンボルに変換される。この際、1つのOFDMシンボルは2つの集合に分割される。ここでは、偶数番目のQPSKシンボル $Q_{ke} = (Q_0, Q_2, Q_4, \dots, Q_{198})$ からなるOFDM偶数シンボル、奇数番目のQPSKシンボル $Q_{ko} = (Q_1, Q_3, Q_5, \dots, Q_{199})$ からなるOFDM奇数シンボルの2つにグループ分けられる。さらにOFDM偶数シンボルは、送信する200のキャリアの偶数番目のキャリア(DCを除く最低周波数 $1/T_s$ の偶数倍のキャリア)に割り当てられ、OFDM奇数シンボルを、奇数番目のキャリア(DCを除く最低周波数 $1/T_s$ の奇数倍のキャリア)に割り当てられる。

【0024】図2は、OFDM偶数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図

10

中、30は複数のキャリア信号、31は中心周波数、32は周波数間隔、33は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル $Q_k$ である。図面の横軸は周波数、縦軸は振幅レベルを表わす。 $T_s$ は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。直交キャリア信号30は、中心周波数31を中心としてその左右に等間隔 $2/T_s$ の周波数間隔32で $-100/T_s$ から $100/T_s$ まで配置されている。この例では、直交キャリア信号30の数が100であり、各キャリア信号30に対応してQPSKシンボル $Q_k$ 33は、 $Q_0$ から $Q_{198}$ までが割り当てられる。各直交キャリアは、従来技術と同様にQPSKシンボル $Q_k$ によりディジタル変調されており、各直交キャリアがディジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、および、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0025】図3は、OFDM奇数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図中、34は複数のキャリア信号、35は中心周波数、36は周波数間隔、37は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル $Q_k$ である。図面の横軸は周波数軸、縦軸は振幅レベルを表す。 $T_s$ は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。キャリア信号70は、中心周波数35を中心としてその左右に $\pm 1/T_s$ から間隔 $2/T_s$ の周波数間隔36で $-99/T_s$ から $99/T_s$ まで配置されている。この例では、キャリア信号34の数が100であり、各キャリア信号34に対応してQPSKシンボル $Q_k$ 37は、 $Q_1$ から $Q_{199}$ までが割り当てられている。各直交キャリアは、従来技術と同様に複素データによりディジタル変調されており、各直交キャリアがディジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、および、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0026】偶数番キャリア用IFFT部3のブロックは、逆DFT、すなわち、逆ディジタルフーリエ変換をするものであればよいが、この一実施例では、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の総数を200とすると、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換が実行される。この一実施例では、256ポイント中100ポイントにOFDM偶数シンボルを割り当て、残りのポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、同期用の偶数番目のQPSKシンボル等を加え、これにより対応する直交キャリアをQPSK変調してもよい。

【0027】OFDM偶数シンボルは、偶数番キャリア用IFFT3において256ポイントで逆高速フーリエ変換処理され、時間軸における256ポイントの複素デ



【 0 0 4 0 】 図 5 は、OFDM 偶数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。図中、70 は OFDM シンボル Q98、Q100 の直交キャリアを表わす波形、71 は QPSK シンボル Q96、Q102 の直交キャリアを表わす波形、72 は QPSK シンボル Q94、Q104 の直交キャリアを表わす波形、73 は QPSK シンボル Q0、Q198 の直交キャリアを表わす波形である。

14

【0045】個々の奇数番直交キャリアがQPSK変調された波形についても同様に、1つのOFDMシンボル期間において、奇数番直交キャリアに対して所定の相対位相関係をほぼ維持するから、奇数番直交キャリアと同

(9)

特開平8-97798

15

様に前半と後半とで波形の位相が反転している。そして、奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データであるI信号とQ信号とは、複数の奇数番直交キャリアが個々にQPSK変調された時間軸上の波形の和であるOFDM複素奇数データの実数部と虚数部である。したがって、I信号とQ信号も、同様に、1つのOFDMシンボル期間において、前半と後半とで波形の位相が反転している。

【0046】直並列変換部50の出力は、偶数番直交キャリア用波形処理部60に入力され、OFDMシンボルにおけるQPSK変調された偶数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。一方、直並列変換部57の出力は、奇数番直交キャリア用波形処理部63に入力され、OFDMシンボルにおけるQPSK変調された奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。

【0047】偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇数番直交キャリア用波形処理部63の出力は、それぞれ偶数番直交キャリア用FFT部61、奇数番直交キャリア用FFT部64に入力され、従来技術と同様に周波数軸上の同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データの集合であるOFDM偶数シンボルおよびOFDM奇数シンボルとなる。そして、これらは、並直列変換部62に入力され、送信時と同じ順序の直列形式のQPSK複素データ列 $Q_k$ となり、逆マッピング部65において、元の送信データが復元される。

【0048】なお、偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇数番直交キャリア用波形処理部64の機能をそれぞれFFT部において実行してもよい。すなわち、複素データIとQの前半の波形を排除し、後半の波形を繰り返して前半にコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する偶数番直交キャリア用のFFT処理部、複素データIとQの前半の波形を排除し、後半の波形をその極性を反転させてコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する奇数番直交キャリア用のFFT処理部としてもよい。

【0049】このようにして、マルチパス妨害により1シンボル先行する有効シンボル期間から遅延して到達する波が含まれる期間である、1つのOFDMシンボル期間の先頭より50%の期間を除く残りの期間のみから復

16

調することが可能になる。

【0050】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のOFDM変調器およびOFDM復調器によれば、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインターバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができるとともに、各直交キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなるという効果を得ることができる。

10 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。

【図2】OFDM偶数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。

【図3】OFDM奇数シンボルが割り当てられる直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である

【図4】本発明のOFDM復調器の一実施例を説明する説明図である。

20 【図5】OFDM偶数番直交キャリアの波形を説明する説明図である

【図6】OFDM奇数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。

【図7】従来のOFDM変調器を説明する説明図である。

【図8】QPSK変調方式のシンボルマッピングを説明する説明図である。

【図9】従来の直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である。

30 【図10】従来のガードインターバルを説明する説明図である。

【図11】従来のOFDM復調器を説明する説明図である。

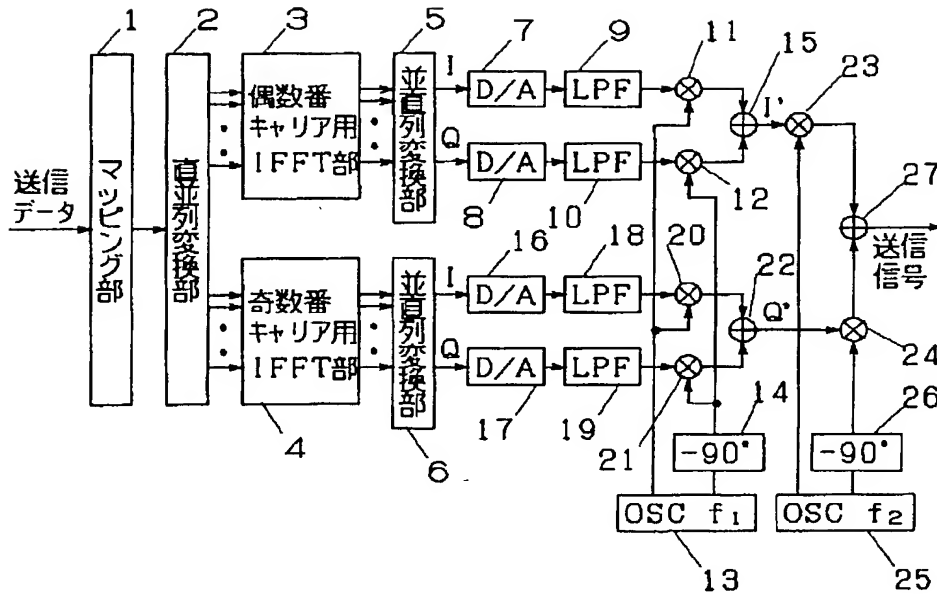
【符号の説明】

1…マッピング部、2…直並列変換部、3…偶数番キャリア用IFFT部、4…奇数番キャリア用IFFT部、5、6…並直列変換部、13…第1の発振部、14…第1の移相部、25…第2の発振部、26…第2の移相部、42…第2の発振部、43…第2の移相部、46…第1の発振部、47…第1の移相部、50、57…直並列変換部、61…偶数番キャリア用FFT部、62…並直列変換部、63…奇数番キャリア用波形処理部、64…奇数番キャリア用FFT部、65…逆マッピング部。

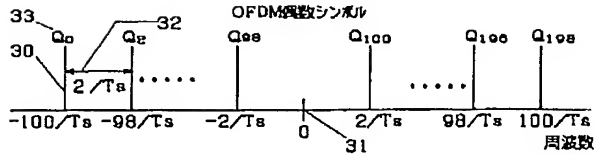
(10)

特開平8-97798

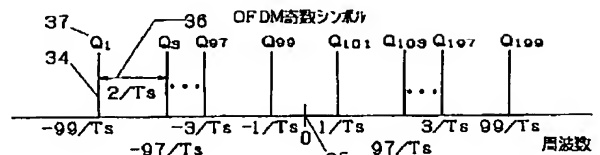
【図1】



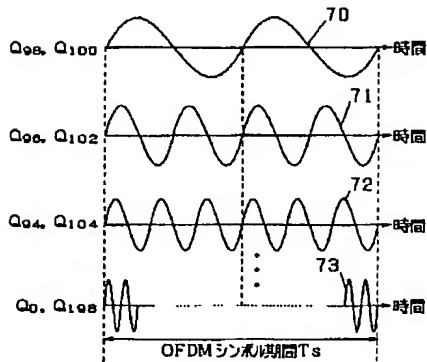
【図2】



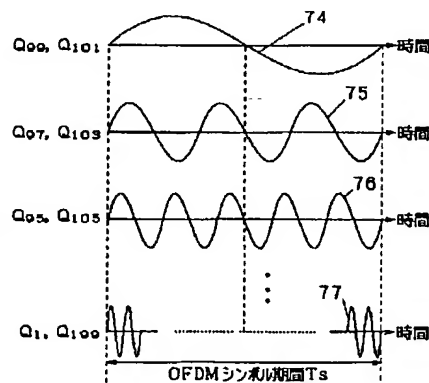
【図3】



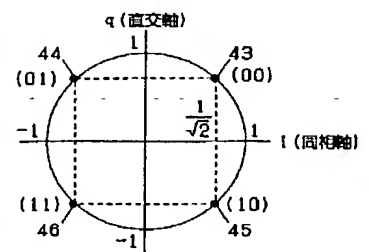
【図5】



【図6】



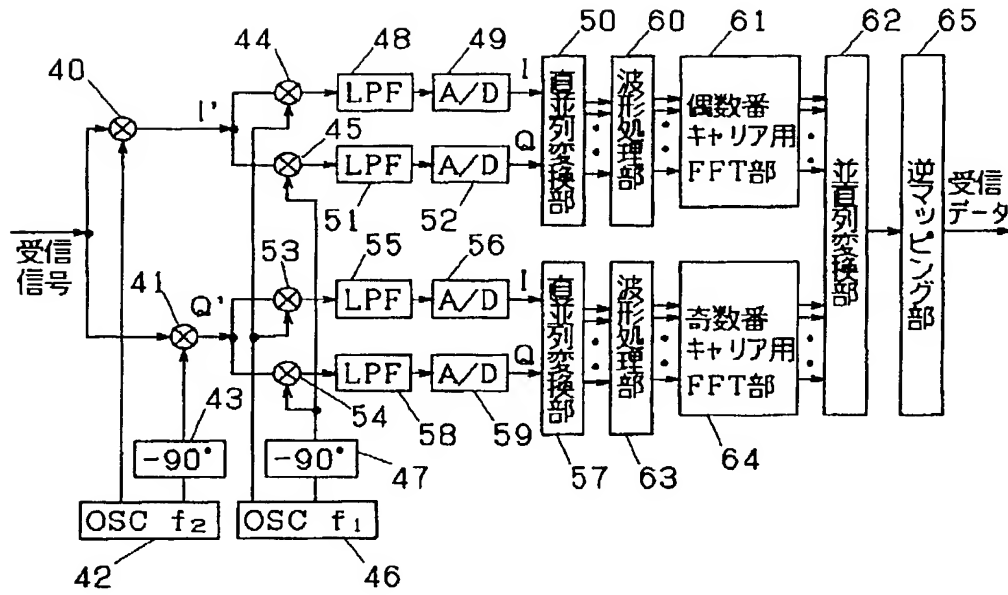
【図8】



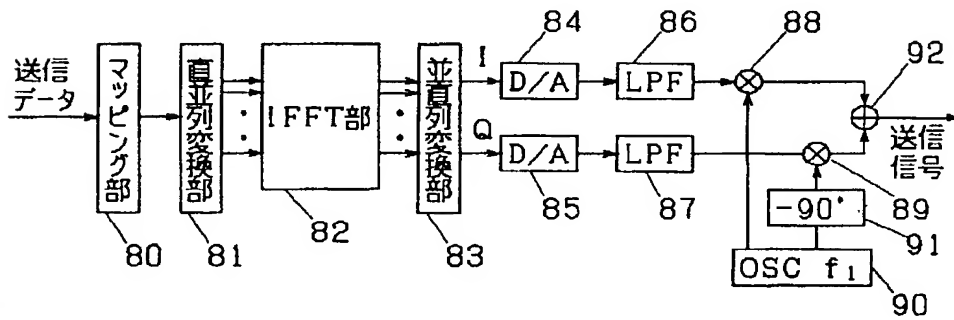
(11)

特開平8-97798

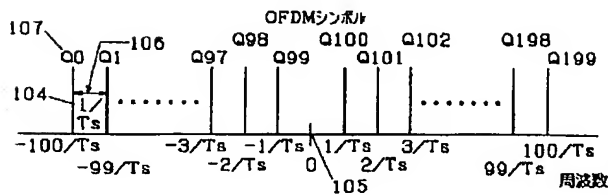
【図4】



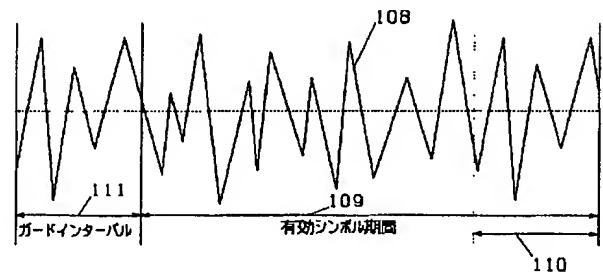
【図7】



【図9】



【図10】





Japanese Patent Laid-open Publication No. 2001-36494 A

Publication date : February 9, 2001

Applicant : Mitsubishi Denki K. K.

Title : COMMUNICATION SYSTEM, COMMUNICATION APPARATUS, AND

5 COMMUNICATION METHOD

(57) [Summary] (There are amendments)

[Problem]

When conducting data communication by using a  
10 multi-carrier modulation and demodulation scheme, it is  
aimed to prevent NEXT noise from affecting other  
communication schemes such as the ISDN, suppress delays at  
the time of data communication as far as possible, and  
increase the data transmission efficiency.

15 [Solving Means]

In the case where such an interval as to affect other  
communication schemes does not exist in unit time, a  
transmission apparatus transmits data by using the whole  
of the unit time. In the case where such an interval as  
20 to affect other communication schemes exists in the unit  
time, the transmission apparatus transmits data during such  
an interval as not to affect other communication schemes  
in the unit time. In the case where such an interval as  
to affect other communication schemes does not exist in the  
25 unit time, a reception apparatus receives data transmitted

## [FIG. 5]

[FIG. 5]

(b) Fifth symbol

②Synthesized wave

(43)公開日 平成13年2月9日(2001.2.9)

テ-711-1\* (参考)  
Z 5K022

審査請求 未請求 請求項の数7 OL (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平11-202932

(22)出願日 平成11年7月16日(1999.7.16)

(71)出願人 000006013  
三菱電機株式会社  
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 松本 渉  
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

(74)代理人 100102439  
弁理士 宮田 金雄 (外2名)

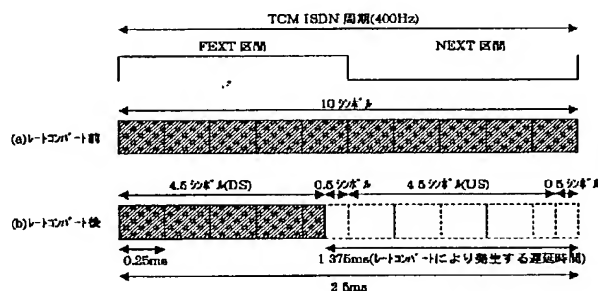
Fターム(参考) 5K022 AA12 AA22 DD01 DD13 DD19  
DD22 DD23 DD32 DD33

(54) 【発明の名称】 通信システムおよび通信装置および通信方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う場合に、ISDN等の他の通信方式へのNEXTノイズの影響を与えないで、かつなるべくデータ通信の際の遅延を抑えることができ、データ伝送効率を上げる。

【解決手段】 送信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、受信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元する。



(2)

特開2001-36494

2

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信システムにおいて、送信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、

受信装置は、前記単位時間内に他の通信方式から影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することを特徴とする通信システム。

【請求項2】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であって、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信する送信手段を備えたことを特徴とする通信装置。

【請求項3】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であって、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信する受信手段と、この受信手段により受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元する復元手段とを備えたことを特徴とする通信装置。

【請求項4】 前記送信手段は、前記トーンのうち、前記単位時間内の他の通信方式に影響を与える期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーン波形の整数倍となるトーンのみにデータを割り当てるデータ割り当て手段と、このデータ割り当て手段により割り当てられたデータの他の通信方式に影響を与えない期間のみを送出する送出手段とを備えたことを特徴とする請求項2に記載の通信装置。

【請求項5】 前記データ割り当て手段は、前記トーンへの割り当てビット数を決定するビット数決定手段と、

このビット数決定手段により決定したビット数に基づいて前記トーンヘデータを配分するデータ配分手段とを備えたことを特徴とする請求項4に記載の通信装置。

【請求項6】 前記復元手段は、前記受信手段により受信したデータを整数倍して前記単位時間のデータを復元することを特徴とする請求項3に記載の通信装置。

【請求項7】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信方法において、

10 前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することを特徴とする通信方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のトーンにデータを割り当ててデータ通信を行うDMT (Discrete MultiTone) 変復調方式等のマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行うようにした通信システムおよび通信装置および通信方法に関するものである。

## 【0002】

30 【従来の技術】近年、有線系デジタル通信方式として、既設の電話用銅線ケーブルを使用して高速デジタル通信を行うADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) 通信方式や、HDSL (high-bit-rate Digital Subscriber Line) 通信方式、VDSL (Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line) 通信方式が注目されている。これに用いられている主な変復調方式に、DMT (Discrete MultiTone) 変復調方式がある。

【0003】このxDSL通信方式を採用しようとした場合、既存のISDN等の時分割二重方式通信の伝送路との干渉ノイズの影響を考慮する必要がある。図8は、中央局(CO)201からのISDN伝送路202と、ADSL伝送路203とが途中の集合線路で束ねられている等の理由で、ISDN伝送路202がADSL伝送路203に与える干渉ノイズの様子を示した説明図である。

【0004】ここで、ISDN伝送システム側の端末装置(ISDN NT1)206から見た場合、ADSL通信システム側の局側装置であるADSL局側装置(ATU-C)205がISDN伝送路202を通し送信してくる干渉ノイズをFEXT (Far-end cross talk) ノイズ

【０００８】本発明に係る通信装置は、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であって、

【発明の実施の形態】実施の形態１．図１は、本発明に  
50 係るDMT変復調方式におけるビット割り当てを行うA

(4)

特開2001-36494

5

DSL端末側装置(ATU-R)204及びADSL局側装置(ATU-C)205の通信モデム等の送信部ないしは送信専用機(以下、送信系という)の構成を機能的に示した機能構成図である。

【0015】図1において、1はマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)、2、3はサイクリックリダンダンシィチェック(crc)、4、5はスクランブル・フォワードエラーコレクション(Scram and FEC)、6はインターリーブ、7、8はレートコンバータ(Rate-Convertor)、9はビット数決定手段を含むトーンオーダリング(Tone ordering)、10はデータ配分手段を含むコンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング(Constellation encoder and gain scalling)、11は逆離散フーリエ変換部(IDFT)、12は入力パラレル/シリアルバッファ(Input Parallel/Serial Buffer)、13は送出手段を含むアナログプロセッシング・D/Aコンバータ(Analog Processing and DAC)である。また、データ送信手段は、トーンオーダリング9及びコンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング10及びアナログプロセッシング・D/Aコンバータ13に対応し、データ割り当て手段は、トーンオーダリング9及びコンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング10に対応する。

【0016】図2は、本発明に係るDMT変復調方式におけるビット割り当てを行うADSL端末側装置(ATU-R)204及びADSL局側装置(ATU-C)205の通信モデム等の受信部ないしは受信専用機(以下、受信系という)の構成を機能的に示した機能構成図である。

【0017】図2において、101は受信手段を含むアナログプロセッシング・A/Dコンバータ(Analog Processing And ADC)、102はタイムドメインイコライザ(TEC)、103は復元手段を含む入力シリアル/パラレルバッファ、104は離散フーリエ変換部(DF T)、105は周波数ドメインイコライザ(FEQ)、106はコンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング(Constellation encoder and gain scalling)、107はトーンオーダリング(Tone ordering)、108、109はレートコンバータ(Rate-Convertor)、110はデインターリーブ(Deinterleave)、111、112はデスクランブル・フォワードエラーコレクション(Descram and FEC)、113、114はサイクリックリダンダンシィチェック(crc)、115はマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)である。

【0018】まず、送信系の動作を説明すると、図1において送信データをマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)1により多重化し、サイクリックリダンダンシィチェック2、3により誤り検出用コードを付加し、フォワードエラーコレクション4、5でF

6

EC用コードの付加およびスクランブル処理し、場合によってはインターリーブ6をかける。その後、レートコンバータ7、8でレートコンバート処理し、トーンオーダリング9でトーンオーダリング処理し、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング10によりコンステレーションデータを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ12にてパラレル/シリアル変換し、D/Aコンバータを通してデジタル波形をアナログ波形に変換し、続いてローパスフィルタをかける。

【0019】一方、受信系の動作を説明すると、図2においてアナログプロセッシング・A/Dコンバータ101が受信信号に対しローパスフィルタをかけ、A/Dコンバータを通してアナログ波形をデジタル波形に変換し、続いてタイムドメインイコライザ(TEQ)102を通して時間領域の適応等化処理を行う。次に、その時間領域の適応等化処理がされたデータは、入力シリアル/パラレルバッファ103を経由して、シリアルデータからパラレルデータに変換され、離散フーリエ変換部(DFT)104で離散フーリエ変換され、周波数ドメインイコライザ(FEQ)105により周波数領域の適応等化処理が行われる。

【0020】そして、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング106によりコンステレーションデータを再生し、トーンオーダリング107でシリアルデータに変換し、レートコンバータ108、109でレートコンバート処理し、デスクランブル・フォワードエラーコレクション111でFECやデスクランブル処理し、場合によっては、デインターリーブ110をかけてデスクランブル・フォワードエラーコレクション112でFECやデスクランブル処理し、その後、サイクリックリダンダンシィチェック113、114を行なって、マルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)115によりデータを再生する。

【0021】次に、本実施の形態の特徴部分の詳細な動作について送信側と受信側とを分けて説明する。

<送信側の動作>まず、レートコンバータ7、8におけるシンボルに対するビット割り当てについて説明する。図3は、本実施の形態におけるADSL通信装置がISDN伝送路とのNEXTノイズを回避して下り(DS: Down Stream)のデータをADSL局側装置205からADSL端末装置204へ伝送する場合のビット割り当てを示した説明図である。図3において、他の通信方式、つまり図3ではISDN通信方式へ影響を与える期間はNEXT区間及びFEXT区間の5シンボル目の後半部分である。これは、ISDN伝送システム側の局側装置(ISDN LT)207がISDN伝送システム側の端末側装置(ISDN NT1)206からの信号を受信している期間が、(b)に示すFEXT区間の5シンボル目の後半部分にかかる場合があるためである。

【0022】図3における(a)はレートコンパート前の均一レートのデータであり、本実施形態では、レートコンパート後は(b)に示すようにFEXT区間の最初の4シンボル及び5シンボル目の前半部分、つまりNEXTノイズの影響を受けないFEXT区間の最初の4.5シンボルにビットを割り当てる。

10

$$= (\text{レートコンバートにより発生する遅延時間}) + (\text{フーリエ変換により発生する遅延時間 (装置遅延を含む)}) + (\text{伝搬遅延})$$

20

【0024】次に、図3に示す場合の比較例として、他の通信方式に影響を与える期間を含むシンボルにはビットを割り当てない場合を説明する。図4は、比較例のADSL通信装置がISDN伝送路とのNEXTノイズを回避して下り（DS）のデータをADSL局側装置205からADSL端末装置204へ伝送する場合のビット割り当てを示した説明図である。

【0025】図4における(a)はADSL局側装置205によるレートコンパート前の均一レートのデータであり、FEXT区間の5シンボル目の後半部分はISDN伝送システム側の局側装置(ISDN LT)207がISDN伝送システム側の端末側装置(ISDN NT1)206からの信号を受信している期間であるため、レートコンパート後は(b)に示すようにFEXT区間の最初の4シンボルに収まるように前記均一レートのデータを割り当てる。

【0026】この場合、送信してから受信するまでのトータルの遅延時間は以下になる。

$$= (\text{レートコンバートにより発生する遅延時間}) + (\text{フーリエ変換により発生する遅延時間 (装置遅延を含む)}) + (\text{伝搬遅延})$$

$$\begin{aligned} &= (0.25 \text{ m s} \times 6) + (0.25 \text{ m s} \times 2) + \\ &\quad (0.05 \text{ m s}) \\ &= (1.5 \text{ m s}) + (0.25 \text{ m s} \times 2) + (0.05 \\ &\quad \text{m s}) \\ &= 2.05 \text{ m s} \end{aligned}$$

50

遅延時間として 2 ms 以下が要求されている場合、比較例における通信装置では規格の要求を満たすことはできないが、本実施の形態における通信装置では規格の要求を満たすことができる。また、比較例の通信装置ではレートコンバート後は 4 シンボル使用して伝送していたが、本実施の形態における通信装置では 4.5 シンボル使用することができるため、12.5% 多くデータを伝送することができる。

【0028】次に、トーンオーダリング9におけるビットを割り当てる動作について説明する。図5は、各トーンへのビット割り当てを示した説明図である。図5における(a)に示すように、本実施の形態では1～4シンボル目に割り当てられたビットについては全てのトーン(偶数及び奇数トーン)に割り当て、(b)に示すように、5シンボル目に割り当てられたビットについては偶数トーンにのみ割り当てる。ここで、図5(b)に示す場合、偶数トーンにのみビットを割り当てているのは、図5(b)に示す合成波は合成波の前半部分と後半部分とが同一となるからである。

【0029】そして、アナログプロセッシング・D/Aコンバータ13における送信動作について説明する。図6は、各トーンの合成波をもとにアナログデータを送信する場合のデータの流れを示した説明図である。図6における(a)に示すように、1～4シンボル目に割り当てられたビットを全てのトーンに割り当てた場合の合成波をもとに、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケールリング10によりコンステレーションを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ12にてパラレル/シリアル変換したものが、P/S変換後で示されるデータである。このP/S変換後の1シンボル分のディジタル波形をアナログプロセッシング・D/Aコンバータ13により1シンボル分のアナログ波形に変換する。

【0030】一方、図6における(b)に示すように、5シンボル目に割り当てられたビットを偶数トーンにのみ割り当てた場合の合成波をもとに、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケール10によりコンステレーションを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ12にてパラレル/シリアル変換したものが、P/S変換後で示されるデータである。ここで、図6(b)に示す合成波は偶数トーンにのみビットを割り当てているため、合成波の前半部分と後半部分とは同一となり、P/S変換後のデータも前半部分と後半部分とは同一となる。したがって、アナログプロセッシング・D/Aコンバータ13を通してディジタル波形をアナログ波形に変換する際、前半部分のみをアナログ波形に変換して送信し、後半部分は送信しないようにする。その結果、5シンボル目は1シンボルの前半部分のみ送信することになり、ISDN等の時分割二重通信方式の受信への影響を

9

与えることなく送信できることになる。

【0031】＜受信側の動作＞次に受信側の動作について説明する。まず、アナログプロセッシング・A/Dコンバータ101における受信動作について説明する。具体的には、1～4シンボル目は図6の(a)におけるD/A変換後で示されるアナログ波形を1シンボル分受信し、5シンボル目は図6の(b)におけるD/A変換後で示されるアナログ波形を1シンボルの前半部分のみを受信し、A/Dコンバータ101を通してアナログ波形をデジタル波形に変換するようにする。その結果、5シンボル目は1シンボルの前半部分のみ受信することになり、1SDN等の時分割二重通信方式の受信への影響を与えることなく受信できることになる。

【0032】次に、入力シリアル/パラレルバッファ103におけるシリアル/パラレル変換の際の動作について説明する。図7は、A/D変換後のデジタル波形を入力シリアル/パラレルバッファ103がシリアル/パラレル変換する場合のデータの流れを示す説明図である。図7の(a)に示すように、1～4シンボル目については、A/D変換後のデジタル波形1シンボル分をそのまま入力シリアル/パラレルバッファ103によりシリアル/パラレル変換する。一方、5シンボル目については、1シンボルの前半部分と後半部分が対称となる偶数トーンにのみビットを割り当て、かつ送信側で前半部分のみが送信されている。このため、図7の(b)に示すように、受信側ではシリアル/パラレル変換の際、入力シリアル/パラレルバッファ103は5シンボル目のデジタル波形の前半部分を2倍、つまり前半部分を後半部分にコピーして1シンボル分とし、この1シンボル分のデータについてシリアル/パラレル変換を行う。そして、離散フーリエ変換部(DFT)104で離散フーリエ変換し、周波数ドメインイコライザ(FEQ)105により周波数領域の適応等化処理を行う。この後の動作は上述した通りである。

【0033】以上説明したように、本実施形態における通信装置によれば、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当ててデータ通信を行うマルチキャリア変復調方式を用いた通信システムにおいて、送信機は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、受信機は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することにより、2ms以下に遅延を

(6)

特開2001-36494

10

抑えることができ、かつ伝送効率を上げて伝送することができる。

【0034】また、本実施の形態では下り(DS)のデータを伝送する場合について説明したが、上り(US: Up Stream)のデータを伝送する場合についても同様の効果を得ることができる。

【0035】また、本実施の形態では、レートコンバート後の5シンボル目のデータについて、D/Aコンバータを通してデジタル波形をアナログ波形に変換する際、前半部分のみをアナログ波形に変換して送信しているが、前半部分のアナログ波形のみを送信すればよく、前半部分のみを送出する送出手段を含むのはD/Aコンバータに限られず、トーンオーダリング9、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケール10、逆離散フーリエ変換部11、入力パラレル/シリアルバッファ12等が含まんでも、或いは送出手段を別に設けても、同様の効果を得ることができる。

【0036】また、本実施の形態では、レートコンバート後の5シンボル目のデータについて、入力シリアル/パラレルバッファ103が5シンボル目のデジタル波形の前半部分を2倍にして1シンボル分とし、この1シンボル分のデータについてシリアル/パラレル変換を行っているが、5シンボル目のデジタル波形の前半部分を2倍にして1シンボル分とすればよく、前半部分を2倍にする復元手段を含むのは入力シリアル/パラレルバッファに限られず、アナログプロセッシング・A/Dコンバータ101、タイムドメインイコライザ102、離散フーリエ変換部104、周波数ドメインイコライザ105、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケール106、トーンオーダリング107等が含まんでも、或いは復元手段を別に設けても、同様の効果を得ることができる。

【0037】また、本実施の形態では、他の通信方式に影響を与えない期間を単位時間の前半部分、他の通信方式に影響を与える期間を単位時間の後半部分とした場合について説明したが、本発明はこれに限られず、他の通信方式に影響を与えない期間を単位時間の前1/nの部分(nは整数)、他の通信方式に影響を与える期間を単位時間の後(n-1)/nの部分としても同様の効果を得るようにしてもよい。この場合、送信側では、他の通信方式に影響を与える期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーン波形の(n-1)倍となるトーンつまり#n×m(mは整数)のトーンに割り当て、他の通信方式に影響を与えない期間のみを送出する。そして、受信側では、受信したデータをn倍して単位時間のデータを復元する。

【0038】また、本実施の形態では、ADSL通信装置の場合を説明したが、複数のトーンにデータを割り当ててデータ通信を行うDMT変復調方式等のマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行うようにした通信

(7)

特開 2001-36494

11

装置であればよく、これに限られない。

【0039】また、上記説明において機能構成図を用いて示した機能は、H/Wで実現してもよいし、S/Wで実現してもよい。

【0040】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信システムにおいて、送信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、受信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することにより、遅延を抑えることができ、かつ伝送効率を上げて伝送することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る通信装置における送信系の機能構成図

【図2】 本発明に係る通信装置における受信系の機能構成図

【図3】 本発明に係る通信装置におけるビット割り当てを示した説明図

【図4】 比較例の通信装置におけるビット割り当てを示した説明図

【図5】 本発明に係る通信装置におけるデータのトーンへの割り当てを示した説明図

12

【図6】 本発明に係る通信装置においてアナログデータを送信する場合のデータの流れを示した説明図

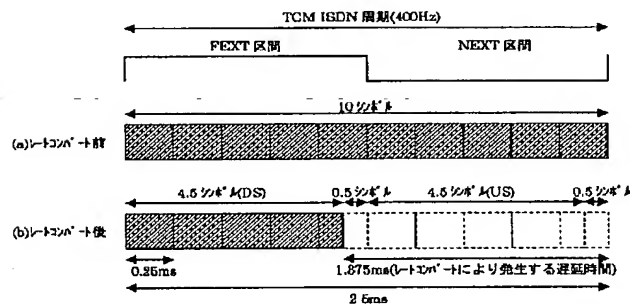
【図7】 本発明に係る通信装置においてシリアル/パラレル変換する場合のデータの流れを示す説明図

【図8】 従来の通信装置における干渉ノイズの様子を示した説明図

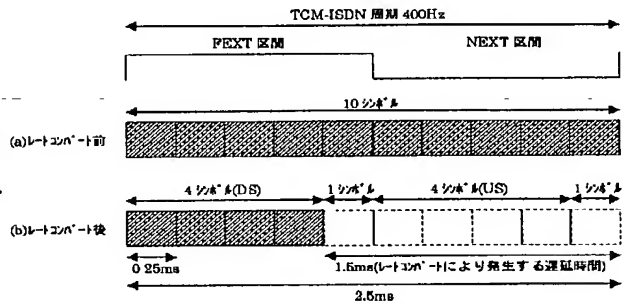
【符号の説明】

- 1 マルチプレックス/シンクコントロール
- 2、3 サイクリックリダンダンシチェック
- 4、5 スクランブル・フォワードエラーコレクション
- 6 インターリーブ
- 7、8 レートコンバータ
- 9 トーンオーダリング
- 10 コンステレーションエンコーダ・ゲインスケール
- 11 逆離散フーリエ変換部
- 12 入力パラレル/シリアルバッファ
- 13 アナログプロセッシング・D/Aコンバータ
- 101 アナログプロセッシング・A/Dコンバータ
- 102 タイムドメインイコライザ
- 103 入力シリアル/パラレルバッファ
- 104 離散フーリエ変換部
- 105 周波数ドメインイコライザ
- 106 コンステレーションエンコーダ・ゲインスケール
- 107 トーンオーダリング
- 108、109 レートコンバータ
- 110 デインターリーブ
- 111、112 デスクランブル・フォワードエラーコレクション
- 113、114 サイクリックリダンダンシチェック
- 115 マルチプレックス/シンクコントロール

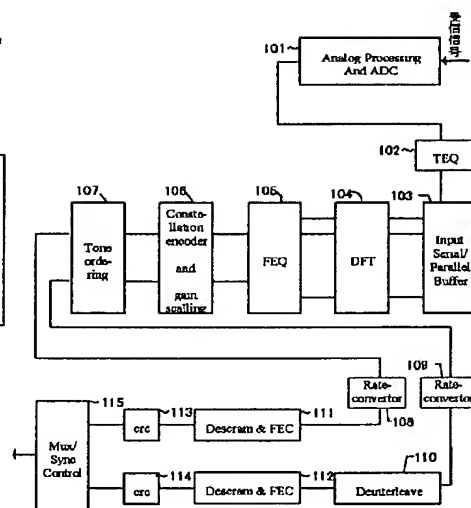
【図3】



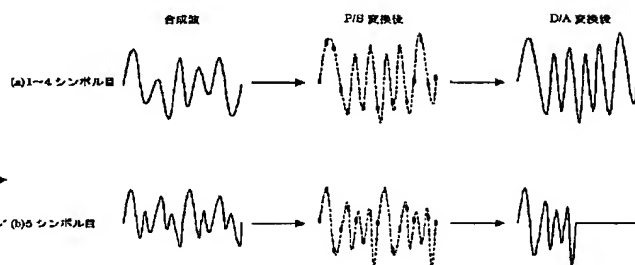
【図4】



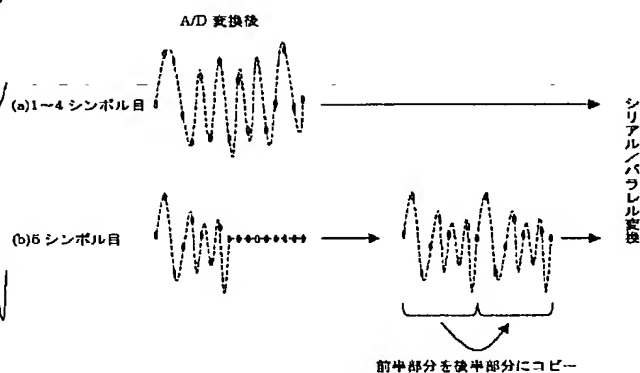
【圖 2】



【図 6】



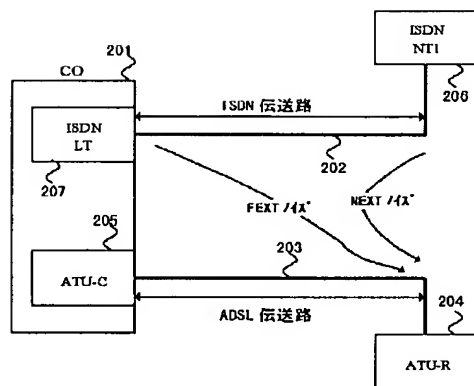
【図 7】



(9)

特開 2001-36494

【图 8】



Title : A Study on Half-symbol Modulation and Demodulation  
scheme of Multi-Carrier CDMA system

Author : Wataru MATSUMOTO and Hideki IMAI

Publication date : December 2000

5 Publisher : THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND  
COMMUNICATION ENGINEERS, TECHNICAL REPORT OF IEICE.  
SST2000-61

# 1. Introduction

10 Recently there have been made advances in studying  
aspects such as transmission efficiency and functional  
flexibility of the OFDM (Orthogonal Frequency Division  
Multiplexing) system which is a Multi-Carrier modulation  
system in wireless and wire communications, and this system  
15 is now brought into practical use in many technical fields  
such as digital transmission and ADSL. On the other hand,  
with continuous increase of spectral capacity, further  
improvement of the transmission efficiency has been explored.  
Aiming more increased spectral capacity in the OFDM  
20 modulating system, we propose the HS-MCM (Half Symbol  
Multi-Carrier Modulation) which makes a temporal OFDM  
modulation symbol length shorten to be that of half symbol  
size without changing the number of information bits  
contained in OFDM. It has been described in the paper that  
25 when the OFDM symbol length is shorten by half, the



$$s(t) = \text{Re} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \right] \quad (1)$$

where  $\text{Re}[*]$  denotes a real part, and  $d_n = R_n + jI_n$

5  $0 \leq t \leq T_{s1}$ ,  $T$ : OFDM symbol duration

Here  $f_0$  represents a carrier distance between two adjacent subcarriers, and  $nf_0$  represents the  $n^{\text{th}}$  subcarrier. In addition, if  $u(t)$  is an OFDM complex equivalent low-pass signal, it is expressed as follows:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2)$$

where sampling of  $u(t)$  is performed every  $1/(Nf_0)$ ,

15

$$\begin{aligned} u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 \frac{k}{Nf_0}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left( e^{j2\pi \frac{n}{N}} \right)^k \quad (3) \end{aligned}$$

### 20 3. Characteristics of even/odd subcarriers

#### 3.1 Characteristics of even subcarriers

When  $n$  in the equation (3) is  $n = 2i$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, N/2-1$ ), thereby expressing only the case of even subcarriers  $2i$ , an equation expressing a OFDM modulated wave of the even

25 subcarriers is given as follows:

5

$$k = \frac{N}{2}a + b \quad a = 0, 1 \quad b = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2, \dots, 0}^{N-2} d_{2n} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{2n(\frac{N}{2}a+b)}$$

$$W_N^i = e^{\frac{j2\pi i}{N}}$$

$$W_N^{i+N} = W_N^i, W_N^{i+N/2} = -W_N^i$$

$$15 \quad u \left( \frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0} \right) = \begin{cases} a=0 & \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i} W_N^{2bi} \text{ (first half)} \\ a=1 & \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i} W_N^{2bi} \text{ (last half)} \end{cases} \quad (5)$$

20

The case of only odd subcarriers of  $n = 2l + 1$  ( $l = 0, 1, \dots, N/2-1$ ), is also expressed in the same manner.

$$\begin{aligned}
u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{nk} \\
&= \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{(2l+1)k} \quad (6)
\end{aligned}$$

5 And, where

$$k = \frac{N}{2}a + b \quad a = 0, 1 \quad b = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a + b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{(2l+1)\left(\frac{N}{2}a + b\right)}$$

10 This equation is modified as follows.

$$\begin{aligned}
W_N^l &= e^{j\frac{2\pi l}{N}} \\
W_N^{l+N} &= W_N^l, W_N^{l+N/2} = -W_N^l
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&u\left(\frac{\frac{N}{2}a + b}{Nf_0}\right) \\
15 \quad &= \begin{cases} a = 0, \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} W_N^{(2l+1)b} \text{ (first half)} \\ a = 1, - \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} W_N^{(2l+1)b} \text{ (last half)} \end{cases} \\
&(7)
\end{aligned}$$

The equation (7) shows that the first half and the last half of OFDM symbols both have inverted waveforms.

20 Fig. 1; HS-MCM symbol configuration

① Subcarrier #1

② Subcarrier #2

③ Subcarrier #3

④ Subcarrier #4

25 ⑤ Waveform of combined wave of #1, #2, #3 and #4 (OFDM wave)



$N/2$  inputs,

$$\begin{aligned}
 y(2k) &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{N/2}\right) W_{N/2}^{-bk} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N/2}^{2ib} W_{N/2}^{-bk} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N/2}^{ib} W_{N/2}^{-bk} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} \sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(1-k)b} \quad (10) \\
 &\quad k = 0, 1, \dots, (N/2) - 1
 \end{aligned}$$

Here, the following relationship is established.

$$\sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(1-k)b} = \begin{cases} N/2 & (k = 0, \pm N/2, \pm 2N/2, \dots) \\ 0 & (\text{except that}) \end{cases} \quad (11)$$

The relationship of the equation (11) is applied to the equation (10), which can be defined as follows.

$$y(2k) = \begin{cases} d_{2k} & (0 \leq k < N/2 - 1) \\ \text{omission (another } k) & \end{cases} \quad (12)$$

Next, a signal component of odd subcarriers is extracted.

When an even-carriers component of  $d_n$  is 0, the same equation as the equation is given below.

$$\begin{aligned}
 u\left(\frac{N}{2} \frac{a+b}{Nf_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} \\
 \therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} \text{ (first half : } a=0) \\
 l &= 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad b = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1
 \end{aligned}$$

5           Where  $u(t)$  is subjected to demodulation using FFT of  $N/2$  inputs,

$$\begin{aligned}
 y'(2k) &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) W_{N/2}^{-bk} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} W_{N/2}^{-bk} \\
 10 \quad &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2)b} W_{N/2}^{-bk} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2-k)b} \\
 &= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \cos\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \\
 &\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \\
 15 \quad &= \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \\
 &\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \quad (13)
 \end{aligned}$$

Here  $y'(2k)$  : interference component of odd subcarriers

Accordingly, even wave data  $z(2k)$  subjected to Half Symbol  
20 demonstration is:

$$\begin{aligned}
 z(2k) &= y(2k) + y'(2k) \\
 &= d_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \\
 &\quad + j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right) \quad (14)
 \end{aligned}$$

25   It is assumed that the modulated wave is subjected to BPSK



a sufficiently larger number of subcarriers, the followings can be approximated using the equation (15) as follows:

$$\begin{aligned} Z(2k) &= R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \\ &\cong R_{2k} \end{aligned} \quad (16)$$

In brief, it shows that in the case of HS-MCM using modulation by BPSK, it is possible to perform the demodulating of even subcarriers as expressed in the equation (16).

10

#### 5. Half Symbol MCM Demodulating Method

Utilizing the feature of HS-MCM analyzed in the previous chapter, we now describe a method for demodulating even subcarriers and odd subcarriers separately. Fig. 2 illustrates a receiving circuit. Half symbol signals of received  $N/2$  samples (first half) are padded with  $N/2$  of 0s for all last half symbols. This data padded with 0s are demodulated by FFT of  $N$  inputs. According to this operation, in the case of using a one-dimensional modulation system in which only a real part is used as in BPSK, the result is expressed by the following equation (17).

20

25



even subcarriers also appears as an interference component with the odd subcarriers. From this operation it is seen that the interference component is not generated for even subcarriers in the case that a sum of all odd subcarriers is 0 and for odd subcarriers in the case that a sum of all even subcarriers is 0, thereby making it possible to demodulate the even subcarriers and the odd subcarriers separately.

10 Fig. 2: Receiving circuit configuration of HS-MCM

- ① Transmission Data,
- ② N value complex FFT,
- ③ Reception of first-half symbols,
- ④ transmission channel,
- 15 ⑤ Reception symbols,
- ⑥ Reception of first-half symbol,
- ⑦ Padding of last-half symbols all with 0s,
- ⑧ N value complex FFT,
- ⑨ determination section of even carriers,
- 20 ⑩ determination section of odd carriers,
- ⑪ reconstruction, output data
- ⑫ data output

6. Development to MC-CDMA by WH coding

25 By the operation expressed in the equation (18), it is found

To answer it, we propose Walsh-Hadamard (WH) coding. A WH  
10 sequence is given below.

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1} & \frac{H_{k-1}}{H_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_k \end{bmatrix} \quad (19)$$

The above equation represents a matrix in which  $H_{k-1}$  is a complement of  $\hat{H}_{k-1}$  and each element is inverted ( $1 \rightarrow -1$ ,  $-1 \rightarrow 1$ ). A specific example is given below.

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & \frac{H_1}{H_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (20)$$

The method in which this WH sequence is arranged in each subcarrier of the Multi-Carrier system is generally adopted as a technique in MC-CDMA.

$$\sum_{i=1}^4 c_{1(i)} = 1 \quad \sum_{i=1}^4 c_{2(i)} = 0$$

$$\sum_{i=1}^4 c_{3(i)} = 0 \quad \sum_{i=1}^4 c_{4(i)} = 0$$

From this result, it is found that respective sums of the elements result in 0 except for  $c_1$ . Accordingly, by using the WH sequences of other than  $c_1$  to perform MC-CDMA modulation on respective groups of even subcarriers and odd subcarriers, the condition is satisfied that each sum of amplitude of the even subcarriers and the odd subcarriers becomes 0. Here, a data sequence is defined as  $u=[u_1, \dots, u_k]^t$ . Besides, WH sequences of other than  $c_1$  are expressed below.

$$C = \begin{bmatrix} c_2 & c_3 & \cdots & c_{K+1} \end{bmatrix}$$

Spreading processing by the WH sequence is carried out as follow.

$$S = Cu = \sum_{k=1}^K u_k c_{k+1}$$

This sequence  $S = [S_1 \ S_2 \ \dots \ S_k]$  generated for each of even-subcarriers group and every odd-subcarriers group is given to a real part of each subcarrier, subjected to one-dimensional modulation and then to Multi-Carrier modulation by IFFT, and only first-half symbols of the



⑮ reconstruction,

⑯ output data

## 7. Simulation Result

5 In table 1 is described simulation parameters, and Fig. 3 shows simulation results of CNR (Carrier to Noise Ratio) vs. Bit Error Rate characteristics in the HS-MCM system and HS-MC-CDMA system with BPSK used for modulating.

10 Further, theoretical value results in the cases of using BPSK or QPSK in a conventional OFDM are also given for comparison. Theoretical values of Error rate  $P_e$  of BPSK and QPSK are expressed using the following equation.

15

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{CNR} \text{ (BPSK)}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{CNR}{2}} \text{ (QPSK)}$$

$CNR$ : (Carrier to Noise Ratio)

From the simulation results, it is found that HS-MCM in which  
 20 relatively simple BPSK modulation is performed has almost the same bit error rates as QPSK in OFDM modulation. The HS-MCM system in which BPSK modulation of 1/2 symbol length is carried out, is the same in transmission rate as OFDM system of full symbols length. Therefore, under the same  
 25 conditions of transmission rate, being applied to HC-MCA



